

1        \*signals\* to facilitate reception of the desired \*signal\*.  
2        USE - For cellular or portable telephones, mobile and  
3        radio and television, and wireless communication network  
4        \*signal\* reception for wider number of users. Resistant to  
5        shadowing, and other propagation effects.        Dwg.1,2

6        Derwent Class: W01; W02;        Int Pat Class: H04B-001/

8        (File: 351/ 009730331 WPI Acc No: 94-010181/02)

9        XRPX Acc No: N94-008184

10        **\*ORTHOGONAL\* \*FREQUENCY\* DIVISION \*MULTIPLEXING\***  
11        **\*SIGNAL\* TRANSMISSION SYSTEM - USES MULTI-STAGE CODER**  
12        **DISTRIBUTING \*SIGNALS\* OVER SEVERAL CARRIERS TO**  
13        **REDUCE \*DATA\* FLOWRATE FOR BROADCAST TRANSMISSION;**  
14        **FDM**

15        Patent Assignee: (PHIG ) LAB ELECTRONIQUE PHILIPS; (PHIG ) PHILIPS  
16        ELECTRONICS NV

17        Author (Inventor): BRAJAL A; CHOULY A

18        Number of Patents: 001        Number of Countries: 004

19        Patent Family:

20	CC Number	Kind	Date	Week
21	EP 578313	A1	940112	9402 (Basic)

22        Priority Data (CC No Date): FR 928458 (920708)

23        Applications (CC,No,Date): EP 93201924 (930701)

24        Language: French

25        EP and/or WO Cited Patents: 2.Jnl.Ref; EP 369917; EP 448492

26        Designated States

27        (Regional): DE; FR; GB; IT

28        Abstract (Basic): EP 578313    A

29        The digital \*signal\* transmission system operates by coded  
30        modulation of a constellation. The coding device (5) includes a  
31        modulator (13) placed in a transmitting station, and a decoder (105)  
32        with a demodulator (115) in the receiving station. A multistage channel  
33        coder (12) effects a distribution of the coding on several partition  
34        levels of the constellation.

35        Blocks of coded symbols are applied to a \*frequency\* interlacer  
36        (27), and the modulator (23) then operates on \*multiplexed\*  
37        distribution of carriers with \*orthogonal\* \*frequencies\*. The  
38        multistage channel coder (12) effects a concatenation of the internal  
39        and external codes in blocks.

40        USE/ADVANTAGE - Transmission of television channels, e.g. by  
41        satellite, when digital data flow rate must be reduced for  
42        transmission.        Dwg.5/9

43        Derwent Class: W01; W02; W04;    Int Pat Class: H04L-005/06

44

(19)



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



(11) Numéro de publication: **0 578 313 A1**

(12)

## DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(21) Numéro de dépôt: **93201924.3**

(51) Int. Cl.<sup>5</sup>: **H04L 5/06**

(22) Date de dépôt: **01.07.93**

(30) Priorité: **08.07.92 FR 9208458**

(43) Date de publication de la demande:  
**12.01.94 Bulletin 94/02**

(84) Etats contractants désignés:  
**DE FR GB IT**

(71) Demandeur: **LABORATOIRES  
D'ELECTRONIQUE PHILIPS  
22, Avenue Descartes  
F-94450 Limeil-Brévannes(FR)**  
(84) **FR**

(71) Demandeur: **PHILIPS ELECTRONICS N.V.  
Groenewoudseweg 1  
NL-5621 BA Eindhoven(NL)**  
(84) **DE GB IT**

(72) Inventeur: **Chouly, Antoine, Société Civile  
S.P.I.D.  
156, Boulevard Haussmann  
F-75008 Paris(FR)**  
Inventeur: **Brajat, Américo, Société Civile  
S.P.I.D.  
156 Boulevard Haussmann  
F-75008 Paris(FR)**

(74) Mandataire: **Landousy, Christian et al  
Société Civile S.P.I.D.  
156, Boulevard Haussmann  
F-75008 Paris (FR)**

(54) **Codage enchaîné, pour la transmission OFDM.**

(57) Système de transmission de signaux numériques opérant par partition d'une constellation d'une modulation codée, ledit système comprenant un dispositif de codage (5) muni d'un modulateur (13) placé dans une station émettrice, et un dispositif de décodage (105) muni d'un démodulateur (113) placé dans une station réceptrice.

Un codeur de canal (12) à multiétages effectue une répartition du codage sur plusieurs niveaux de partition de la constellation. Des blocs de symboles codés par le codeur à multiétages sont soumis à l'action d'un entrelaceur fréquentiel (37), le modulateur (13) opérant par répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales. Le codeur de canal à multiétages (12) effectue une concaténation de codes interne et externe en blocs.

Le dispositif de décodage (105) est muni de moyens (112) (113) (138) pour effectuer des opérations inverses de celles effectuées au codage.

EP 0 578 313 A1

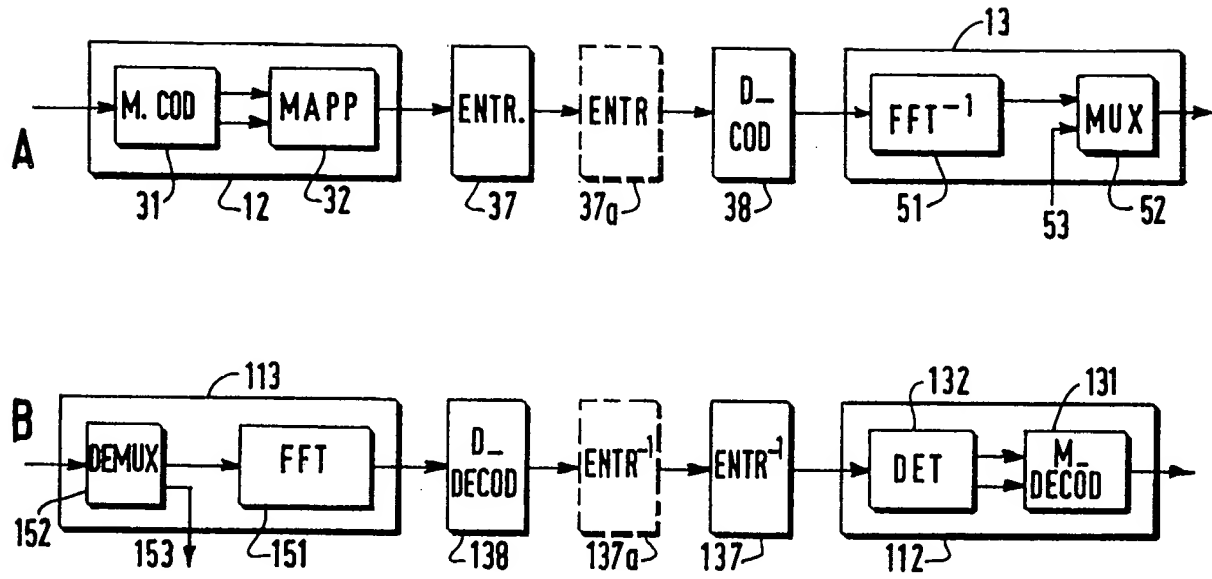


FIG.5

L'invention concerne un système de transmission de signaux numériques opérant par modulation codée d'une constellation, ledit système comprenant un dispositif de codage muni d'un modulateur placé dans une station émettrice, et un dispositif de décodage muni d'un démodulateur placé dans une station réceptrice, le dispositif de codage comprenant un codeur de canal à multiétages qui combine le codage de canal à la modulation codée, le codeur de canal comprenant un organe d'affectation pour affecter les signaux des étages aux points de la constellation et délivrer des symboles.

L'invention concerne également un dispositif de codage et un dispositif de décodage mis en oeuvre dans un tel système.

Le système de transmission est utilisé principalement pour la transmission de signaux de télévision numérique (audio et/ou vidéo) vers des récepteurs portables, des récepteurs mobiles ou autres.

Il peut s'agir de transmettre des signaux numériques de télévision par un canal satellite ou des signaux numériques par des faisceaux hertziens. Il peut s'agir également de transmettre du son par radio mobile, ou des données numériques pour leur stockage par exemple dans un disque compact, un magnétoscope numérique. Dans ces cas, il est nécessaire à l'émission d'opérer à la source une réduction préalable de débit par un codeur de source et de rétablir le débit à la réception par un décodeur de source. Dans les cas où l'on désire transmettre des données numériques entre deux unités de traitement numérique, par exemple entre deux calculateurs, cette réduction de débit par un codeur de source ne s'impose pas.

L'application la plus représentative étant celle concernant la télévision numérique pour laquelle les problèmes sont les plus étendus, la présente demande est présentée pour cette application sans que cela puisse constituer une quelconque limitation.

La numérisation des signaux de télévision numérique engendre un débit brut total pour lequel une transmission est économiquement irréalisable sur les canaux de transmission existants. Plusieurs techniques de codage pour la réduction du débit (codage de source) ont été développées. Les performances de ces algorithmes de codage se mesurent en terme de leur "facteur de réduction" de débit et de la qualité de l'image restituée après le décodage. Plus on réduit la redondance du signal, plus l'information transmise est signifiante. Les éventuelles erreurs de transmission qui peuvent assez facilement être corrigées si les informations transmises sont redondantes, ont des conséquences de plus en plus graves lorsque le facteur de réduction augmente.

En conséquence, la transmission des signaux de télévision numérique nécessite une protection judicieuse. Afin de ne pas apercevoir les effets d'erreurs de transmission sur un écran, le taux d'erreurs en ligne doit être inférieur à  $10^{-10}$ .

Le canal utilisé pour la diffusion par transmission terrestre se caractérise par :

- une largeur de bande totale de 8 MHz, la bande effective étant de l'ordre de 7 MHz,
- la présence d'un bruit puissant, considéré comme additif, blanc et gaussien,
- des évanouissements sélectifs dus à la propagation par trajets multiples du signal émis.

Les techniques de codage de source connues, par exemple basées sur une transformation orthogonale, peuvent être utilisées pour diminuer le débit par un facteur supérieur à 10 tout en assurant une bonne qualité d'image restituée. Ceci conduit à transmettre un débit binaire de l'ordre de 8 Mbits/s. L'acheminement des signaux de télévision numérique via un tel canal exige un codage de source ainsi qu'une modulation numérique à efficacité spectrale de l'ordre de 1, 2 bits/s/Hz.

Il est ensuite nécessaire d'opérer un codage de canal pour protéger la transmission contre les imperfections du canal. Les techniques de codage et de modulation classiques s'avèrent limitées pour répondre pleinement aux exigences d'une transmission correcte (dans ces techniques, la fonction codage est considérée comme une entité indépendante de la fonction modulation). Cependant les techniques de codage se sont sensiblement améliorées grâce à la technique de codage proposée par G. UNGERBOECK dans l'article intitulé : "Channel coding with multilevel/phase signals" présenté dans IEEE Transactions on Information Theory vol. IT-28 n° 1, January 1982, p. 55-67.

Il est proposé de considérer le codage de canal et la modulation comme une entité et pour cela de combiner un codage de canal avec une modulation numérique. Ceci permet d'accroître l'efficacité de la transmission numérique, donc d'améliorer les performances, sans sacrifier l'efficacité spectrale. La redondance ajoutée par le codage est transmise par la redondance de l'alphabet au lieu de diminuer le taux de données. Cette technique est basée sur le principe de maximisation de la distance euclidienne minimale entre les séquences de points codés transmises.

Ainsi, après un codage qui transforme  $p$  bits d'informations en  $m$  bits, avec  $m > p$  où  $m-p$  représente la redondance ajoutée pour la protection d'informations lors de la transmission, avec une modulation à  $2^m$  états on dispose de  $2^{m-p}$  états supplémentaires pour transmettre cette redondance. Cette technique de modulation permet d'effectuer une répartition spatiale et non pas temporelle de la redondance.

A la suite de la découverte par G. UNGERBOECK des modulations codées en treillis (MCT), des modulations codées en bloc (MCB) et des modulations multidimensionnelles codées en treillis ont été proposées.

Des MCT de complexité modérée (4 ou 8 états) peuvent donner un gain de codage de 3 à 4 dB. Mais, dans les applications grand public, l'implantation d'un décodeur de Viterbi nécessaire pour décoder ces MCT reste coûteuse avec la technologie actuelle. Une technique de codage attrayante pour ces applications est celle du codage à multiniveaux. L'intérêt de cette technique est qu'elle est adaptée à un procédé simple de décodage sous-optimal s'effectuant par étapes et présentant un bon compromis entre les performances et la complexité d'implantation.

En se basant sur le principe de partition d'une constellation révélé par G. UNGERBOECK, l'utilisation du codage à multiniveaux a été analysée en particulier par G.J. POTTIE et D.P. TAYLOR dans "Multilevel Codes Based on Partitioning" IEEE Transactions on Information Theory vol. 35, n° 1, January 1989, p. 87 - 98. Ils décrivent un système de transmission de signaux numériques du genre décrit dans le premier paragraphe de la description.

Dans leur article ces auteurs analysent, premièrement, le principe du codage à multiniveaux qui consiste à partitionner une constellation et à coder les points de la constellation, et, deuxièmement, définissent un codeur multiétages, un étage de codage étant affecté à un niveau de partition, les points étant transmis par blocs à travers un canal de transmission. Cet article considère le cas d'une seule constellation.

A la réception, un décodeur multiétages effectue les opérations inverses de celles effectuées au codage et restitue des points correspondant aux points émis. Dans un décodeur classique ceci met en oeuvre des opérations de décision qui estiment des points et déterminent des bits pour les codes des points estimés en fonction de la phase et de l'amplitude qui sont détectées à la réception pour chaque point reçu. Selon les diverses conditions de transmission et de réception, certains des bits estimés sont erronés. Un premier étage du décodeur multiétages décide d'après le premier niveau de la partition. Le résultat délivré par ce premier étage est utilisé pour valider la mise en fonctionnement du second étage et ainsi de suite jusqu'au dernier étage.

Pour coder la redondance, ces auteurs utilisent un codeur de canal formé d'un codeur interne suivi d'un codeur externe. Le codeur interne effectue un codage convolutif qui est concaténé avec un codage de parité effectué par le codeur externe. Les mots de code sont ensuite convertis en points d'une constellation codée puis transmis par un modulateur. L'utilisation de codes en bloc est également évoquée.

Une telle technique est malheureusement insuffisante lorsque la réponse en fréquence du canal est sujette à des évanouissements. Elle l'est également lorsque le canal évolue au cours du temps. C'est notamment le cas lorsqu'il s'agit d'un récepteur mobile qui peut être sujet à des conditions de réception très variables et souvent très perturbées. Il n'est donc pas possible dans ces conditions d'assurer un rapport signal/bruit qui soit suffisant pour garantir une réception correcte sauf à introduire une grande complexité des moyens matériels.

Le but de l'invention est donc d'assurer, pour une puissance déterminée à l'émission, une réception correcte, en tolérant un rapport signal/bruit plus faible. Ceci doit être atteint en minimisant les coûts et la complexité des matériels nécessaires.

Ce but est atteint à l'aide d'un système de transmission du genre décrit dans le préambule dans lequel lesdits blocs de symboles sont d'abord entrelacés dans un entrelaceur fréquentiel puis modulés dans le modulateur qui opère par répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales et le dispositif de décodage comprend un démodulateur de signaux modulés par répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales et un désentrelaceur fréquentiel.

Les signaux émis selon une répartition multiplexée de fréquences orthogonales seront par la suite identifiés par l'appellation simplifiée OFDM (qui en langue anglaise signifie Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Le système dispose ainsi une très grande robustesse vis-à-vis des évanouissements du signal reçu en cas de modification du canal de transmission. En partageant le codage de canal sur plusieurs niveaux successifs de la constellation, plus particulièrement, le codeur de canal comprend, pour au moins un étage,

- au moins un codeur interne qui effectue un codage interne en bloc, et
- au moins un codeur externe, les codages interne et externe étant concaténés pour partager une redondance binaire de protection entre le codeur interne et le codeur externe, le dispositif de décodage comprend un décodeur de canal à multiétages qui comprend, pour au moins un étage,
- au moins un décodeur interne qui effectue un décodage interne en bloc,
- et au moins un décodeur externe, des détecteurs opérant une détection sur lesdits niveaux de partition de la constellation.

Ainsi la grande robustesse vis-à-vis des évanouissements est acquise en complément d'une grande qualité de protection des signaux transmis grâce à la combinaison des codages interne et externe concaténés et à la répartition en multiniveaux, le tout étant combiné à la technique de transmission OFDM. Ceci est obtenu sans accroître la complexité des matériels mis en oeuvre donc sans accroître les coûts. Ainsi le décodage par étape d'un système multiniveaux à codes concaténés combiné à la technique OFDM présente des meilleurs rapports performance/complexité que les autres types de codage (en bloc ou convolutif) utilisant la technique de transmission conventionnelle à monoporteuse en présence d'un canal variable à évanouissement.

En présence d'un canal multitrajets, sujet à évanouissement, on fait subir aux signaux issus du codeur de canal un entrelacement dans un entrelaceur fréquentiel. Si le canal varie avec le temps, on peut adjoindre un entrelaceur temporel à l'entrelaceur fréquentiel.

Préférentiellement, les codage interne et externe sont déterminés pour que chaque mot-code du codeur interne constitue un symbole pour le codeur externe. On évite ainsi l'usage d'un entrelaceur à l'émission et d'un désentrelaceur à la réception entre le codeur interne et le codeur externe.

La modulation codée peut être une modulation par déplacement de phase MDP (PSK, phase shift keying en langue anglaise) ou une modulation d'amplitude en quadrature MAQ (QAM, quadrature amplitude modulation en langue anglaise). Dans le cas d'une modulation MDP, on dispose préférentiellement un codeur différentiel entre le codeur de canal et le modulateur. Ceci présente l'avantage de simplifier le dispositif de récupération de porteuse à la réception.

Un tel système présenté en outre l'avantage d'être très flexible car il dispose d'un grand nombre de paramètres (codes, nombre de niveaux, nombre de porteuses...) qui permettent de programmer le système pour beaucoup d'applications. En particulier, il est possible de mettre en oeuvre plusieurs modulations codées de même famille ou de familles différentes, en les multiplexant soit temporellement soit fréquentiellement. Ces possibilités sont également programmables.

Dans le cas de la télévision numérique, afin de réduire les problèmes dus aux interférences avec les canaux adjacents et pour rendre plus simple le filtrage effectué à la réception pour la sélection du canal OFDM, la bande effective du signal peut être réduite à 7 MHz, ce qui correspond à une efficacité spectrale de l'ordre de 1,15 bits/s/Hz. Un tel débit est alors compatible avec une modulation par déplacement de phase à 4 états (MDP-4).

Un mode particulièrement simple et efficace de mise en oeuvre consiste alors à coder cette MDP-4 en utilisant 2 niveaux de codage pour le codeur multiétage.

À la réception, le récepteur effectue les opérations inverses de celles effectuées par l'émetteur. Pour cela, le dispositif de décodage est muni d'un démodulateur de signaux modulés par répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales et d'un désentrelaceur de symboles. Dans le cas où l'émetteur met en oeuvre une modulation MDP et un codeur différentiel, le récepteur est alors muni d'un décodeur différentiel.

Préférentiellement, à l'émission, la modulation OFDM est effectuée sous forme numérique dans le modulateur en réalisant une transformée de Fourier inverse. Inversement à la réception, le démodulateur réalise une transformée de Fourier directe.

Ces différents aspects de l'invention et d'autres encore seront apparents et élucidés à partir des modes de réalisation décrits ci-après.

L'invention sera mieux comprise à l'aide des figures suivantes données à titre d'exemples non limitatifs qui représentent :

Figures 1-A et 1-B : un schéma bloc d'un dispositif de codage et d'un dispositif de décodage de signaux numériques.

Figures 2-A, 2-B, 2-C : une représentation d'une constellation  $A_0$  d'une modulation MDP-4 et de ses deux niveaux de partition.

Figure 3 : un schéma d'un codeur à multiétages pour codes concaténés.

Figure 4 : une matrice de codage d'une modulation MDP-4 avec deux niveaux de codage.

Figure 5 : un schéma d'un dispositif de codage et d'un dispositif de décodage selon l'invention.

Figure 6 : un schéma d'un décodeur à multiétages pour codes concaténés.

Figure 7 : un schéma d'un décodeur à deux étages selon l'invention.

Figures 8-A, 8-B : une représentation d'une constellation MDP-4 avec des points reçus.

Figure 9 : une représentation du treillis d'un code interne.

La figure 1-A représente un schéma-bloc d'un dispositif de codage 5 de signaux numériques tel qu'il apparaît dans la partie émettrice d'une chaîne de transmission. Il comprend en série :

- une source 10, par exemple un convertisseur analogique-numérique A/D, qui délivre les signaux numériques à coder lorsqu'ils ne sont pas déjà disponibles sous forme numérisée,

- un codeur de source SC 11 (qui peut ne pas exister),
- un codeur de canal CC 12,
- un modulateur MOD 13,
- un filtre d'émission 14.

5 Le dispositif de codage est relié à un canal de transmission 15. Il peut s'agir de liaisons hertziennes, de liaisons par satellite ou de liaisons par câbles.

Pour une application de transmission de signaux de télévision numérique avec une qualité meilleure que celles de la télévision analogique actuelle (normes PAL, SECAM, etc...), ce débit binaire doit être de l'ordre de 8 Mbits/s à la sortie du codeur de source 11. Ces échantillons sont codés par le codeur de canal  
10 12 pour les rendre non vulnérables aux imperfections du canal. Le modulateur 13 adapte ensuite les échantillons numériques au canal de transmission par exemple un canal multitrajets à évanouissements sélectifs.

La figure 1-B représente le schéma-bloc d'un dispositif de décodage 105 qui effectue à la réception des opérations inverses de celles effectuées à l'émission. Pour cela il comprend (à la sortie du canal 15) :

- 15 - un filtre de réception 114,
- un démodulateur DEMOD 113,
- un décodeur de canal CDEC 112,
- un décodeur de source SDEC 111 (qui peut ne pas exister),
- un convertisseur numérique-analogique D/A 110 lorsque les signaux numériques sont utilisés sous  
20 forme analogique.

Le dispositif de codage 5, le dispositif de décodage 105 constituent un système de codage/décodage de signaux numériques à modulation codée opérant sur le canal de transmission 15.

## A - EMISSION

### 1) CODAGE

Le codage de canal concerné par l'invention est un codage à multiniveaux. Dans un souci de clarté le principe du codage à multiniveaux est d'abord expliqué.

30 Considérons (figure 2-A) une constellation  $A_0$  à  $2^m$  points capable d'assurer la transmission de  $m$  bits par point. Si  $M$  (avec  $M \leq m$ ) désigne le nombre de bits à coder, la constellation  $A_0$  est partitionnée en  $M$  niveaux donnant ainsi  $2^M$  sous-ensembles. Le principe de cette partition est identique à celui défini par G. UNGERBOECK. Ce principe maximise la distance euclidienne minimale dans les sous-ensembles de la partition. Si on désigne par  $d_i$  la distance euclidienne minimale dans les sous-ensembles obtenus au  $i^{\text{ème}}$   
35 niveau de partition, l'inégalité suivante doit être vérifiée :

$$d_0 < d_1 < d_2 < \dots < d_M$$

où  $d_0$  est la distance minimale dans  $A_0$ .

40 Ainsi, les  $M$  bits  $e_1, e_2, \dots, e_{i-1}, e_i, \dots, e_M$ , (avec  $e_i$  le bit affecté au  $i^{\text{ème}}$  niveau de la partition), sélectionnent un des  $2^M$  sous-ensembles, et les  $m - M$  bits restants désignent un point dans le sous-ensemble sélectionné. La figure 2 donne, à titre d'exemple, le schéma des partitions pour une modulation MDP-4. La constellation  $A_0$  (fig. 2A) est partitionnée (fig. 2B) tout d'abord en deux sous-ensembles  $B_0$  et  $B_1$ , de distance minimale  $d_1$ , avec  $e_1 = e_i = 0/1$  ( $e_1 = 0$  pour  $B_0$  et  $e_1 = 1$  pour  $B_1$ ), puis (fig. 2C) en quatre sous-ensembles  $C_i$ ,  $i \in \{0, 1, 2, 3\}$ , avec  $e_1 = e_2 = 0/1$  ( $e_2 = 0$  pour  $C_0$  ou  $C_1$  et  $e_2 = 1$  pour  $C_2$  ou  $C_3$ ). Un sous-ensemble est  
45 alors constitué d'un point. On a  $d_0 < d_1$ .

Ce procédé d'affectation des points de la constellation a pour but de classer les  $m$  bits que représente le point émis en fonction de leurs vulnérabilités vis-à-vis du bruit. D'après le principe de partition décrit précédemment, on peut montrer dans le cas général que si les bits  $e_k$ ,  $k \leq i - 1$ , sont suffisamment protégés  
50 pour qu'ils soient corrects, le bit  $e_i$ ,  $i \leq M$ , est mieux protégé vis-à-vis du bruit que tous les autres bits  $e_j$ ,  $j < i$  et que les  $(m-M)$  derniers bits sont les moins vulnérables. Cela implique qu'il est plus judicieux de coder ces bits séparément avec des codes différents et de ne pas procéder à un codage série classique où tous les bits sont protégés de la même façon vis-à-vis du bruit du canal. C'est le principe du codage à multiniveaux qui consiste, après avoir partitionné la constellation  $A_0$  en  $M$  niveaux, à utiliser  $M$  codeurs  $E_i$ ,  $i$   
55  $= 1, \dots, M$ , pour protéger ces  $M$  bits avec plusieurs niveaux de protection. Le schéma de ce codeur est représenté sur la figure 3. Le train de données à transmettre (connexion 34) de débit  $D$  est divisé en  $m$  trains de débits  $D_i$ ,  $i = 1, \dots, m$  dans l'élément S/P 30. Les  $M$  premiers trains sont codés par  $M$  codes, les trains de données suivants  $D_{M+1}$  à  $D_m$  peuvent ne pas être codés.

Parmi les M trains binaires codés, les premiers, de  $D_1$  à  $D_{M_1}$ , sont codés par des codes concaténés ( $E_i$ ,  $I_i$ ),  $E_i$  étant un code en blocs et  $I_i$  étant un code de parité. Les trains binaires suivants, après  $D_{M_1}$  et jusqu'à  $D_M$ , sont codés par un codage binaire unique  $I_i$  ( $n_i$ ,  $k_i$ ,  $\delta_i$ ).

Les codes  $E_i$  ( $n_i$ ,  $k_i$ ,  $\delta_i$ ),  $i = 1 \dots M$ , ont un rendement  $R_i = k_i/n_i$  où  $n_i$  représente le nombre de symboles transmis par bloc,  $k_i$  représente le nombre de symboles d'informations transmis par bloc,  $\delta_i$  représente la distance minimale de Hamming. Des codeurs externes 34<sub>1</sub>, 34<sub>2</sub>, ..., 34<sub>M<sub>1</sub></sub> effectuent les codages  $E_i$ . Un symbole de code  $E_i$  est représenté sur  $q_i$  bits.

Les codes de parité  $I_i$  ( $q_i+1$ ,  $q_i$ , 2) codent chaque symbole de  $q_i$  bits délivrés par les codeurs externes, en leur ajoutant un bit de parité. Des codeurs internes 35<sub>1</sub>, 35<sub>2</sub>, ..., 35<sub>M<sub>1</sub></sub> effectuent les codages  $I_i$ .

Le codage de chaque symbole du code externe par un code interne de parité constitue le codage concaténé 31<sub>1</sub> des deux codes  $E_i$  et  $I_i$ . On évite ainsi l'usage d'un entrelaceur à l'émission et d'un désentrelaceur à la réception entre le codeur interne et le codeur externe.

Les  $M_1$  bits sont codés par un codage concaténé d'où leurs distances minimales équivalentes (sachant que  $d_i$  représente les distances issues de la partition, avec :

$$d_0 < d_1 < d_2 \dots < d_{M_1} \dots < d_M, \\ (dis_1)^2_i = 2 d_{i-1}^2 \delta_i, i = 1, \dots, M_1.$$

De même les distances minimales équivalentes des bits codés par un code unique de distance minimale  $\delta_i$  ( $i > M_1$ ) sont :

$$(dis_2)^2_i = \delta_i d_{i-1}^2, i = M_1 + 1, \dots, M,$$

et ceux qui ne sont pas codés :

$$(dis_3)^2_i = d_M^2 = \text{constante } i = M + 1, \dots, m.$$

Le système est optimal si :

$$(dis_1)_i = (dis_2)_i = (dis_3)_i.$$

Les codes  $E_1, \dots, E_{M_1}$  peuvent être des codes Reed-Solomon sur un corps de Galois CG ( $2^{q_1}$ ). C'est-à-dire que chaque symbole du code RS est constitué de  $q_1$  bits.

Les codes  $I_1, \dots, I_{M_1}$  peuvent être des codes binaires de parité ( $q_1 + 1$ ,  $q_1$ , 2).

Si l'on suppose que tous les codes  $E_i$  ont la même longueur, avec  $n_i = n$  et  $q_i = q$ , et que les M codes  $E_i$  sont des codes en bloc, on peut décrire ce codage par une structure matricielle identique à celle utilisée pour les MCB. Un mot de code correspond à  $n(q+1)$  points de la constellation et peut être représenté par une matrice binaire G à m lignes et  $n(q+1)$  colonnes où la j<sup>ème</sup> colonne représente l'affectation binaire du j<sup>ème</sup> point du bloc (le point étant celui de la constellation) et la i<sup>ème</sup> ligne représente les bits affectés au i<sup>ème</sup> niveau de partition. La ligne i,  $i = 1, \dots, M_1$  est un mot de code concaténé et les (m-M) dernières lignes contiennent des bits soit non codés soit codés par un code interne unique.

Avec, par exemple, deux niveaux de partition dans le cas d'une modulation MDP-4 on a :

$$G = \begin{vmatrix} e_1^1 & e_1^2 & \dots & e_1^i & e_1^{i+1} & \dots & e_1^{n(q+1)} \\ e_2^1 & e_2^2 & \dots & e_2^i & e_2^{i+1} & \dots & e_2^{n(q+1)} \end{vmatrix}$$

Les bits d'une colonne, par exemple  $e_1^1$ ,  $e_2^1$ , forment un point  $r^1$ .

Le codage à multiniveaux (figure 3) est effectué à l'aide d'un circuit 30 de conversion série-parallèle qui transforme les données série de débit D en données parallèles de débit  $D_1, D_2, \dots, D_m$ . Les  $M_1$  premiers trains binaires sont codés par des codeurs 31<sub>1</sub>, 31<sub>2</sub> ... 31<sub>M<sub>1</sub></sub> qui délivrent les données binaires codées  $e_1, e_2, \dots, e_{M_1}$  issues d'un codage concaténé par les codeurs 34<sub>1</sub> à 34<sub>M<sub>1</sub></sub> et 35<sub>1</sub> à 35<sub>M<sub>1</sub></sub>. Les trains binaires de  $M_2$  à M sont codés par des codeurs 35<sub>M<sub>2</sub></sub> ... 35<sub>M</sub> qui délivrent des données binaires  $e_{M_2} \dots e_M$  issues du codage  $I_i$  unique. Des trains binaires  $D_{M+1} \dots D_m$  peuvent ne pas être codés. Un organe de sélection MAPP 32 permet d'assurer à chaque mot ( $e_1, e_2 \dots e_m$ ) l'affectation binaire d'un point de la constellation contenant  $2^m$  points qui est émis ensuite par le modulateur 13 opérant selon la technique OFDM (connexion 33).

Selon l'invention pour traiter des débits de 8 Mbits/sec, on utilise préférentiellement une modulation MDP-4. Dans ce cas, le schéma de codage de canal met en oeuvre uniquement les deux premiers étages  $31_1$ ,  $31_2$  de la figure 3.

A titre d'exemple, dans le cas d'une MDP-4, avec  $m = M = 2$ , le codage du premier niveau (1er étage) peut être un codage concaténé formé :

- d'un code  $E_1 = RS(40, 30, 11)$  sur un corps de Galois de 256 éléments. Le nombre de bits d'un symbole est  $q_1 = 8$ ,
- et d'un code  $L_1 = \text{Parité}(9, 8, 2)$ .

Le code RS (40, 30, 11) a une longueur de 40 et une dimension de 30, soit 30 symboles d'information par bloc. Sa capacité de correction est de 5 et sa distance minimale est de 11. Il est concaténé avec le code de parité (9, 8, 2) ayant une longueur de 9 bits, une dimension de 8 et une distance minimale de 2. Les blocs de 8 bits à l'entrée du codeur interne constituent les symboles du code externe RS.

Le codage du second niveau (2ème étage) est codé par un code  $E_1 = RS(120, 110, 11)$  et par un code de parité :

$L_2 = \text{Parité}(9, 8, 2)$ .

La matrice se présente alors sous la forme représentée sur la figure 4. Trois mots de code du niveau 1 correspondent à un mot de code du niveau 2. Un point de la MDP-4 est représenté par une colonne de cette matrice. Un bloc est alors formé de 1080 points consécutifs, ce qui est équivalent à 2160 bits transmis.

On utilise préférentiellement 2 codeurs RS qui ont la même capacité de correction mais avec 2 longueurs différentes afin de simplifier le décodeur. En effet, on utilise un seul décodeur RS à la réception avec un décodage séquentiel : on décode le niveau 1 (estimer la séquence des bits  $e_1$ ) avant de décoder le niveau 2 (estimer les bits  $e_2$ ).

Le fait d'utiliser un code RS plus court pour le premier niveau implique une protection plus grande pour le niveau 1 que pour le niveau 2. La longueur choisie pour le deuxième niveau (120) est un multiple de la longueur du code du premier niveau (40) afin de simplifier la synchronisation du décodeur.

Un mot de code est généré de la façon suivante :

- on répartit 1600 bits d'information à l'entrée du codeur sur 2 niveaux : (conversion S/P 30, figure 3).
- niveau 1 : 720 bits sur le premier niveau D1 ou 90 octets qui seront codés par le codeur RS (40, 30, 11).

Ainsi le codeur  $34_1$  (figure 3) va générer 40 octets pour chaque 30 octets à l'entrée. On aura 3 blocs de 40 octets chacun, c'est-à-dire 120 octets à la sortie du codeur.

Chaque octet (8 bits) sera codé par le code de parité  $35_1$  (figure 3) qui va ajouter un bit de parité, donc on obtient  $3 \times 40 \times 9 = 120 \times 9$  bits à la sortie du codeur du premier niveau (figure 4).

- niveau 2 :

880 bits sur le deuxième niveau D2 ou 110 octets d'information qui sont codés par le codeur  $34_2$  (figure 3) RS (120, 110, 11). Celui-ci va générer un bloc de 120 octets. A la sortie du codeur de parité  $35_2$  (figure 3), on aura donc  $120 \times 9$  bits (comme pour le premier niveau). Les  $120 \times 9$  bits du premier niveau D1 et les  $120 \times 9$  bits du deuxième niveau D2 vont déterminer la séquence de  $120 \times 9 = 1080$  symboles transmis à partir de la constellation MDP-4. Le rendement global du code R est de  $1600 / (2 \times 9 \times 120) = 0,74$ , donc l'efficacité spectrale est  $S_{\text{eff}} = 2 \times R = 1,48$  bits/s/Hz.

Le principe général décrit à la figure 3 s'applique également à d'autres modulations codées par exemple une modulation MAQ.

## 2) ENTRELACEMENT - CODAGE DIFFERENTIEL

Les mots-code fournis par le codeur de canal étant transmis sur un canal qui peut être sélectif dans le domaine fréquentiel et éventuellement également dans le domaine temporel (récepteurs mobiles), il est recommandé de leur faire subir un entrelacement pour décorréliser les symboles reçus constituant un bloc qui correspond à un mot de code. Le schéma de la figure 5-A représente le codeur multiniveaux M-COD 31 suivi de l'organe MAPP 32 d'affectation binaire. Les mots-code sont introduits dans un entrelaceur 37. Lorsque le canal est sélectif dans le domaine temporel, on effectue un entrelacement dans un entrelaceur temporel 37a. Ce schéma se rapporte préférentiellement à une modulation MDP. Pour faciliter la récupération de porteuse à la réception, préférentiellement, l'entrelaceur 37 est suivi d'un codeur différentiel D-COD 38 de phase. La modulation utilisée est ainsi une modulation MDP-4 différentielle (c'est-à-dire une DQPSK), le codage différentiel étant effectué indépendamment pour chaque porteuse utile avant de générer le symbole OFDM.

La phase d'un symbole  $x_j$  est codée différenciellement par rapport à la phase d'un symbole  $x_{j-1}$  précédent tel que :

$$X_j = (1/\sqrt{2}) X_{j-1} \times C_j$$

où  $C_j$  est le symbole appartenant à la constellation MDP-4 généré par le codeur de canal,

$$C_j \in \{1 + i, 1 - i, -1 + i, -1 - i\}$$

et où  $i$  définit la représentation imaginaire.

### 3) MODULATION OFDM

Les symboles complexes  $x_k$  issus du codeur différentiel sont transmis à l'aide d'un modulateur OFDM à répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales.

La technique OFDM consiste à multiplexer en fréquence plusieurs porteuses orthogonales modulées par les symboles. Un symbole OFDM peut s'écrire :

$$(1) \quad s(t) = R_e \left\{ e^{2i\pi f_o t} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot \phi_k(t) \right\}$$

pour

$$j.T'_s < t < (j+1)T'_s$$

avec

$$\phi_k(t) = e^{2i\pi kt/T'_s} \text{ pour } jT'_s \leq k \leq (j+1)T'_s$$

où :

$T'_s$  : durée totale d'un symbole OFDM,  $T'_s = T_s + \Delta$ .

$R_e$  : partie réelle d'un nombre complexe.

$k$  : indice des porteuses orthogonales.

$T_s$  : durée utile d'un symbole OFDM.

$\Delta$  : intervalle de garde.

$N$  : nombre maximal de porteuses.

$f_o$  : fréquence arbitraire.

$j$  : indice du symbole OFDM.

Ainsi entre les instants  $j.T'_s$  et  $(j+1)T'_s$ , un signal OFDM est constitué par un bloc de symboles complexes  $x_k$ , chaque  $x_k$  modulant une porteuse orthogonale  $0 \leq k \leq N-1$ .

Pour éviter le problème de recouvrement de spectre et pour faciliter le filtrage à la réception, la somme correspondant à l'équation (1), est effectuée sur  $N_u$  porteuses où  $N_u$  est le nombre de porteuses utiles ( $N_u < N$ ).

Pour réaliser la modulation OFDM, c'est-à-dire former le signal  $s(t)$  de l'équation 1, le modulateur comprend un dispositif 51 de calcul d'une transformée de Fourier rapide inverse (FFT<sup>-1</sup>). Pour cela on choisit pour  $N$  un nombre de la forme  $2^x$  où  $x$  est un nombre entier. Le dispositif 51 est suivi d'un multiplexeur 52 qui dispose également d'une entrée 53 destinée à insérer d'autres blocs de contrôle destinés à la transmission.

Les paramètres choisis sont, par exemple, les suivants :

$$T'_s = 160 \mu s, T_s = 128 \mu s \text{ et } \Delta = 32 \mu s,$$

$$N = 1024 \text{ porteuses, } N_u = 900 \text{ porteuses.}$$

EP 0 578 313 A1

L'intervalle de garde  $\Delta$  a pour rôle principal d'absorber les échos provenant du canal multitrajets et ayant des retards inférieurs à  $\Delta$ . Durant l'intervalle de garde (qui est préférentiellement égal au quart de la durée utile), un signal identique à celui d'une partie de la durée utile est transmis. Par conséquent, ceci entraîne une perte en efficacité spectrale d'un rapport égal à

$$\frac{T_s}{T'_s} = \frac{T_s}{T_s + \Delta} \quad (4/5 \text{ dans notre cas}).$$

Le choix de  $N_u = 900$  provient du fait que la bande autour de chaque porteuse étant de  $1/T_s = 7,81$  KHz, il faut 900 porteuses pour avoir une bande effective du signal transmis d'environ 7 MHz (la largeur de bande exacte étant de 7,031 MHz).

Les symboles à la sortie du codeur de canal sont transmis par trames. Ainsi une trame regroupe plusieurs symboles OFDM multiplexés temporellement. Un symbole OFDM peut contenir des données ou peut être un symbole particulier servant à la synchronisation (de trame, de rythme, de porteuse) ou servant comme symbole de référence pour la modulation différentielle.

Un exemple de structure de trame est donné par :

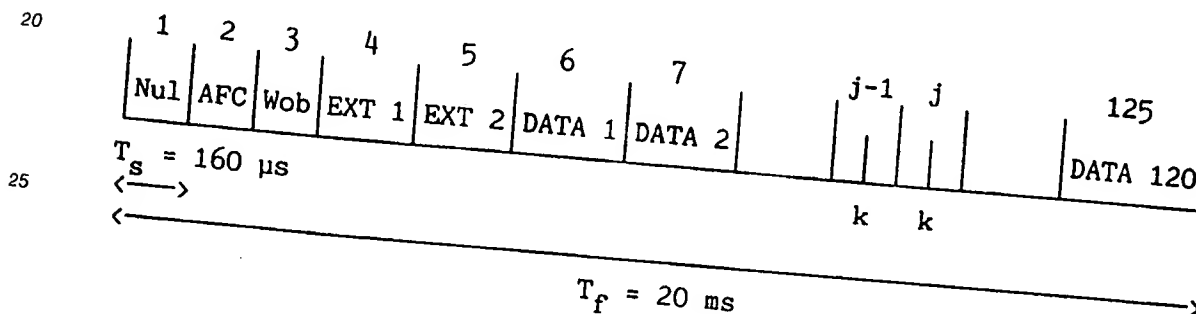


TABLEAU I

La trame contient 125 symboles OFDM et a une durée  $T_F$  de 20 ms :

- Le premier symbole est le symbole nul durant lequel rien n'est transmis ( $x_k = 0$ ,  $k = 0, N-1$ ). Il est utilisé pour synchroniser le début de la trame.
- Le deuxième est le symbole AFC (contrôle automatique en fréquence) utilisé pour la synchronisation en fréquence de l'oscillateur local du récepteur par rapport à celui de l'émetteur.
- Le troisième est le symbole de wobulation défini par :

$$x_k = \sqrt{2} e^{j\phi_k}, \quad \phi_k = \pi \frac{k^2}{N} + \pi/4$$

Le symbole de wobulation est utilisé comme symbole de référence pour le codage différentiel et aussi pour estimer la réponse impulsionnelle du canal afin de récupérer la synchronisation du rythme.

- Les quatrième et cinquième symboles sont des symboles supplémentaires pouvant servir à transmettre des données de service.
- Finalement, on a les 120 symboles OFDM de données.

Une trame contient 100 mots de code générés par le codeur de canal.

L'utilisation d'un intervalle de garde fait diminuer l'efficacité spectrale d'un facteur 4/5 et l'insertion de 5 blocs de contrôle par trame sur 125 la fait diminuer de 120/125. L'efficacité spectrale globale du système est donc :  $S_{\text{eff}} = 1,48 \times 4/5 \times 120/125 = 1,136 \text{ bits/s/Hz}$ .

Pour générer une trame OFDM, les opérations suivantes sont effectuées :

- Le codeur de canal 12 génère 100 mots de code de 1080 symboles chacun de la modulation MDP-4, ce qui correspond à la transmission de 160 Kbits d'information/trame ou 8 Mbits d'information/seconde.
- Les  $100 \times 1080 = 108 \text{ k}$  symboles de la MDP-4 sont groupés par bloc de 900 symboles. ce qui correspond à 120 blocs de 900 symboles QPSK. Chaque bloc de 900 symboles correspond à 120 blocs de 900 symboles QPSK. Chaque bloc de 900 symboles correspond à 120 blocs de 900 symboles QPSK.

## EP 0 578 313 A1

symbole OFDM avec 900 porteuses utiles. L'entrelacement fréquentiel (bloc 37) consiste à appliquer dans le domaine fréquentiel une permutation sur les 900 symboles QPSK constituant un symbole OFDM. Elle est effectuée selon :

$$P(i) = \text{mod}(100 + P(i-1), 900) + 1,$$

avec  $P(1) = 1$ ,  $2 \leq i \leq 900$  et  $P(i)$  est la position du  $i^{\text{ème}}$  symbole du bloc après l'entrelacement. La fonction mod est la fonction modulo. Le but est de réduire la corrélation des symboles reçus en effectuant un désentrelacement à la réception ce qui permet de rendre optimal l'utilisation du décodeur à multiétages. Si le canal est sélectif en temps, il faut rajouter un entrelaceur temporel 37a. Les deux entrelaceurs fréquentiel et temporel peuvent constituer une seule unité d'entrelacement fréquentiel/temporel.

Ensuite, on effectue le codage différentiel (codeur 38) indépendamment, porteuse par porteuse, en prenant comme référence la phase de la porteuse correspondante du symbole de modulation. Le codage différentiel est effectué entre 2 blocs consécutifs  $j-1$  et  $j$  pour un symbole de même rang  $k$  dans les blocs (TABLEAU I).

Pour générer le signal OFDM d'une trame, une FFT<sup>-1</sup> (bloc 51) de taille 1024 est effectuée 120 fois (une fois par bloc de 900 symboles). Pour avoir 1024 symboles, on ajoute à chaque bloc de 900 symboles 62 zéros de part et d'autres (échantillons à 0) avant d'effectuer la transformée de Fourier rapide inverse.

Finalement, les 120 symboles OFDM de données à la sortie de la FFT<sup>-1</sup> sont multiplexés temporellement avec les 5 symboles OFDM de contrôle (connexion 53), pour générer la trame de 125 symboles OFDM.

Le choix des paramètres concernant le codeur de canal (longueurs des codes RS sur le premier et le deuxième niveau, la capacité de correction des codes), et concernant le modulateur OFDM (nombre  $N_u$  de porteuses utiles et le nombre  $N_s$  de symboles OFDM par trame) résulte du fait qu'une trame doit contenir un nombre entier de mots de code (pour pouvoir utiliser la synchronisation de la trame pour repérer le début du bloc reçu et correspondant à un mot de code émis) et avoir approximativement une bande de 7 MHz. La solution retenue est :

$N_u = 900$  porteuses et  $N_s = 125$  dont 120 symboles OFDM utiles

$N_1 = 40 =$  longueur du code RS (1er niveau)

$N_2 = 120 =$  longueur du code RS (2ème niveau).

## B - RECEPTION

A la réception, le récepteur effectue les opérations inverses de celles qui ont été effectuées à l'émission. La figure 5-B représente un schéma d'un tel récepteur. Il comprend un démodulateur 113 comprenant un démultiplexeur 152 et un dispositif 151 de calcul d'une transformée de Fourier rapide directe (FFT). Le démultiplexeur 152 délivre des données de contrôle 153 qui servent à effectuer la synchronisation du récepteur. Le démodulateur 113 est suivi d'un décodeur différentiel 138, d'un désentrelaceur 137 et d'un décodeur de canal 112. Ce dernier comprend un détecteur 132 suivi du décodeur multiétages 131. Si un entrelacement dans le domaine temporel a été effectué à l'émission, on utilise aussi un désentrelaceur temporel 137a.

### 1) DEMODULATION

Pendant une durée-trame (20 ms), le démultiplexeur temporel 152 délivre les 120 blocs de données (sur les 125 constituant une trame). Un échantillonnage de fréquence  $f_e = N/T_s = 8$  MHz est effectué sur le signal reçu, en ne gardant par bloc que les 1024 échantillons de la durée utile du bloc  $T_s = 128 \mu s$  (on ne tient pas compte des 256 échantillons du bloc pendant l'intervalle de garde).

Ensuite, on effectue une FFT, pour chaque bloc de 1024 échantillons. On effectue ainsi 120 FFT par trame. Ceci permet de démoduler un signal OFDM.

Pour chaque bloc de 1024 symboles à la sortie de la FFT, on conserve 900 symboles correspondant aux porteuses utiles.

## 2) DECODAGE DIFFERENTIEL - DESENTRELACEMENT

Un décodage différentiel est ensuite appliqué indépendamment sur chaque porteuse. Le décodeur différentiel 138 utilise 2 symboles de même rang  $k$  appartenant à 2 blocs consécutifs  $j-1$  et  $j$  pour estimer le symbole QPSK émis, le symbole de référence étant la phase de la porteuse correspondante du symbole de modulation (connu par le démodulateur).

Le décodeur différentiel délivre, par trame, 120 blocs de 900 symboles ou 100 blocs de 1080 symboles.

Le désentrelaceur fréquentiel 137 effectue ensuite le désentrelacement des symboles qui sont ensuite décodés par le décodeur de canal 112. Après le désentrelacement fréquentiel, le décodeur de canal décode par bloc de 1080 symboles car un mot de code correspond à 1080 symboles.

## 3 - DECODAGE

Le décodage va consister à effectuer les opérations inverses du codage. Pour chaque étage, on effectue une détection dans chacun des niveaux de la partition. On effectue un décodage concaténé dans les étages où un codage concaténé a été effectué. Après chaque détection dans un sous-ensemble de la partition, chaque étage effectue deux décodages (décodage interne et décodage externe).

La figure 6 représente un schéma général d'un décodeur à multi-étages avec certains étages opérant sur des codes concaténés. Des détecteurs  $40_1 \dots 40_{M_1}$ ,  $40_{M_2} \dots 40_{M_m}$  effectuent chacun des détections dans un niveau propre de partition. Pour les étages  $i = 1$  à  $M_1$  des décodeurs I-DEC  $45_1, 45_2 \dots 45_{M_1}$  effectuent des décodages internes à maximum de vraisemblance. Ceux-ci délivrent des mots-code internes effacés ou non effacés respectivement à des décodeurs externes E-DEC  $44_1, 44_2 \dots 44_{M_1}$ . Lesdits décodeurs internes suppriment la redondance due au codage interne de chaque point. Les décodeurs externes donnent ensuite des estimations des séquences de bits.

Pour estimer un niveau  $i$ , on tient compte des estimations effectuées dans les niveaux précédents. Pour cela, les informations estimées par le niveau  $i-1$  sont à nouveau codées par des codeurs  $46_1, 46_2 \dots 46_{M_1}$  pour retrouver la redondance des mots-code internes. Ceci est nécessaire pour avoir des mots-code de longueur  $n(q+1)$  bits nécessaires aux étages suivants.

Pour les étages où il n'y a qu'un seul type de codage interne ( $i = M_2$  à  $M$ ), on effectue seulement une détection et un décodage à maximum de vraisemblance.

Pour les étages où il n'y a pas de codage ( $i = M+1$  à  $m$ ), on effectue seulement une détection. Les données de sortie entrent dans une mémoire 52.

A titre d'exemple, la figure 7 représente un décodage à multi-étages pour décoder des codes concaténés utilisant une modulation MDP-4. Le décodage est effectué sur un des blocs de 1080 symboles reçus.

Sur la figure 7 :

- le premier étage comprend un détecteur  $40_1$ , un décodeur interne  $45_1$ , un décodeur externe  $44_1$  et un codeur  $46_1$ ,
- le second étage comprend un détecteur  $40_2$ , un décodeur interne  $45_2$  et un décodeur externe  $44_2$ .

Le premier étage décode un code externe RS (40, 30, 11) concaténé avec un code interne de parité (9, 8, 2).

Le second étage décode un code externe RS (120, 110, 11) concaténé avec un code interne de parité (9, 8, 2).

Un bloc  $S$  transmis contient 1080 points de la constellation  $S = (s_1 \dots s_{1080})$ .

Un bloc  $R$  reçu contient également 1080 points reçus :

$R = (r_1 \dots r_{1080})$ .

On peut prévoir deux mécanismes de décodage selon que les décodeurs internes génèrent ou non des effacements.

S'il y a génération d'effacement, le décodeur externe RS remplit ces effacements et corrige les erreurs. Un effacement est généré lorsque le mot de code estimé par le décodeur interne n'est pas suffisamment fiable. Ceci nécessite un décodage d'un treillis à deux états pour l'exemple considéré.

S'il n'y a pas de génération d'effacement, le décodeur externe RS corrige uniquement les erreurs.

Pour déterminer si un bit estimé est fiable ou non, le décodeur interne détecte le point reçu ( $P_0$  dans  $A_0$  pour le premier étage ou  $P_1$  dans  $B_0$  par exemple, pour le deuxième étage figures 8-A et 8-B) et le situe dans la constellation MDP-4. Le premier étage détermine le bit de poids le plus faible et le second étage détermine le bit de poids le plus fort.

a) En cas de génération d'effacement, pour estimer le bit estimé pour le point  $P_0$ , le détecteur 40<sub>1</sub> calcule deux distances  $D_1$  et  $D_2$  par rapport aux deux points de la constellation MDP-4 qui sont les plus proches du point reçu  $P_0$ . Une telle détection s'opère pour une séquence de points reçus, ici 9 points, compte tenu du décodeur externe utilisé. Le détecteur 40<sub>1</sub> délivre ainsi des séquences de 9 couples de bits estimés ainsi que les distances  $D_1$  et  $D_2$  correspondantes. Pour chaque séquence de 9 couples de bits correspondant à 9 points reçus, le décodeur de Viterbi 45<sub>1</sub> utilise ces données et détermine la qualité certaine ou ambiguë de chaque mot-code interne. Le décodage de Viterbi est un décodage à maximum de vraisemblance qui utilise le treillis du code mis en oeuvre par le codeur.

Le treillis du code interne est représenté sur la figure 9 pour une séquence de 9 points reçus. Les points noirs de la figure 9 représentent les noeuds du treillis. Les traits discontinus correspondent à des bits 0 et les traits continus correspondent à des bits 1. Un chemin aboutissant à un noeud  $N_i$  du treillis représente ainsi l'état des décisions effectuées sur les  $i-1$  points précédents de la modulation.

Le décodage à maximum de vraisemblance va consister à déterminer pour, par exemple, un noeud Y, des chemins possibles dans le treillis compte tenu des points précédents déjà décodés. Ainsi pour le noeud Y (figure 9), il peut exister les chemins W X Y ou W Z Y. On calcule une métrique correspondant au cumul des distances  $D_1$ ,  $D_2$  déterminées pour chaque point précédent et on choisit le chemin ayant la plus petite métrique comme étant le chemin le plus vraisemblable. Au noeud Y, le décodeur attribue alors au bit du point reçu le bit soit 0 soit 1 correspondant au chemin sélectionné. Cette détermination est effectuée de la même manière à chaque noeud du treillis d'une séquence.

Mais il peut apparaître des situations où les cumuls calculés sur deux chemins différents soient très rapprochés : il y a alors ambiguïté. Dans ce cas, une estimation n'est pas effectuée si l'écart entre les deux cumuls est inférieur à un faible écart prédéterminé. La séquence est alors mise en "état d'effacement". Elle est dite "effacée". Cette comparaison des métriques n'est faite que dans une séquence à la fois et se traduit par un effacement d'une seule séquence à la fois, une séquence correspondant à un symbole du code externe.

Lorsqu'une séquence est effacée, il se crée ainsi une ambiguïté pour la totalité des bits de la séquence et un drapeau X est positionné (figure 7). Cette ambiguïté est ensuite levée par le décodeur externe 44<sub>1</sub>.

Le décodeur de Viterbi 45<sub>1</sub> délivre ainsi des séquences de 9 bits, dont 8 bits représentent l'information codée, et des séquences effacées. Un mot-code externe correspond à 40 séquences de 8 bits soit 320 bits. Le décodeur externe, qui peut être un décodeur Reed-Solomon, opère sur  $8 \times 40$  bits soit 320 bits et fournit les bits estimés par le premier étage soit 40 séquences de 8 bits d'information.

### Second étage.

Le second étage a besoin des bits du premier étage pour opérer. Les bits de parité ont été extraits par le premier étage. Il faut donc les réintroduire dans les 40 séquences avant d'introduire ces 40 séquences dans le second étage. Un codage de parité 1 (9, 8, 2) effectué par le codeur 46<sub>1</sub> permet de le faire.

Les séquences de  $40 \times 9$  bits ainsi reconstituées permettent au second détecteur 40<sub>2</sub> de déterminer le niveau de partition  $B_0$  ou  $B_1$  à prendre en compte pour la détection. Le décodeur de Viterbi 45<sub>2</sub> effectue ensuite un décodage sur 9 bits correspondant aux 9 points reçus selon l'exemple choisi pour le codage. Le décodeur externe, qui peut être un décodeur Reed-Solomon, opère sur  $8 \times 120$  bits soit 960 bits et fournit les bits estimés par le second étage soit 120 séquences de 8 bits d'information.

b) Dans le cas où il n'y a pas de génération d'effacements, dans le premier étage, on effectue sur les 9 symboles reçus ( $r_1, r_2, \dots, r_9$ ) une décision à seuil dans la constellation (point le plus proche) pour déterminer les 9 bits correspondant au premier niveau (pour chaque symbole reçu, il s'agit du bit LSB du symbole le plus proche du symbole reçu).

Deux cas se présentent :

- 1er cas : Si les 9 bits vérifient la parité, ces 9 bits constituent la décision optimale.
- 2ème cas : Si la parité n'est pas vérifiée, il suffit de changer 1 bit : le bit le moins fiable. Ce bit le

moins fiable est celui qui se rapporte au symbole reçu qui est le plus proche du seuil de décision dans la constellation (c'est-à-dire des axes I et Q).

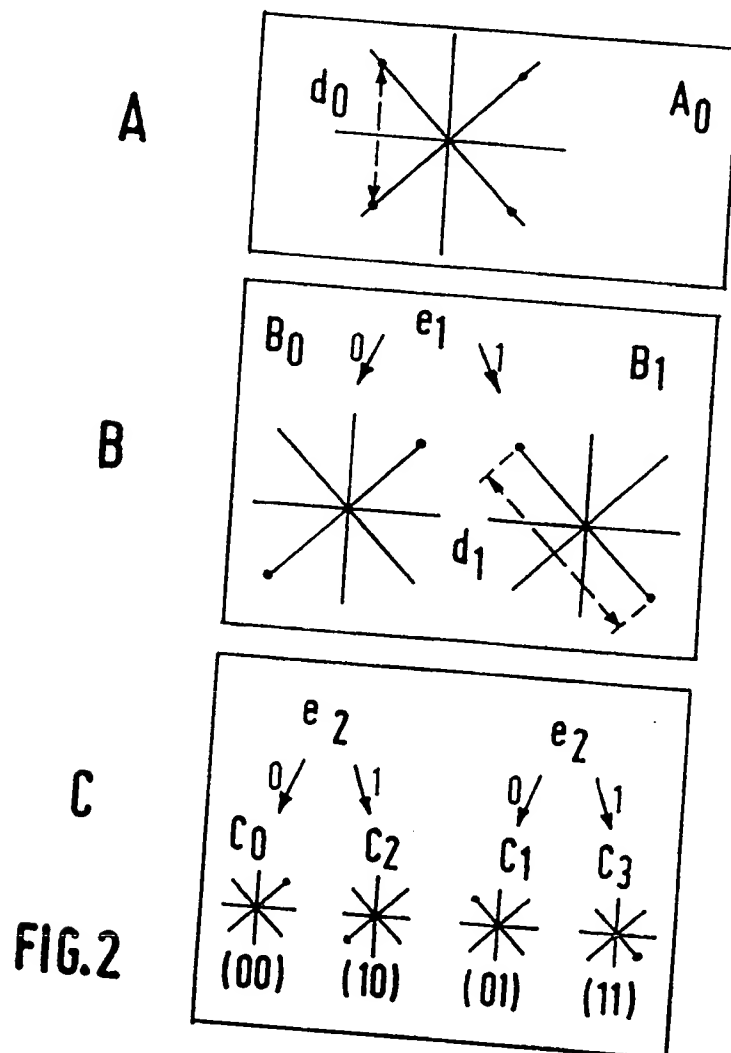
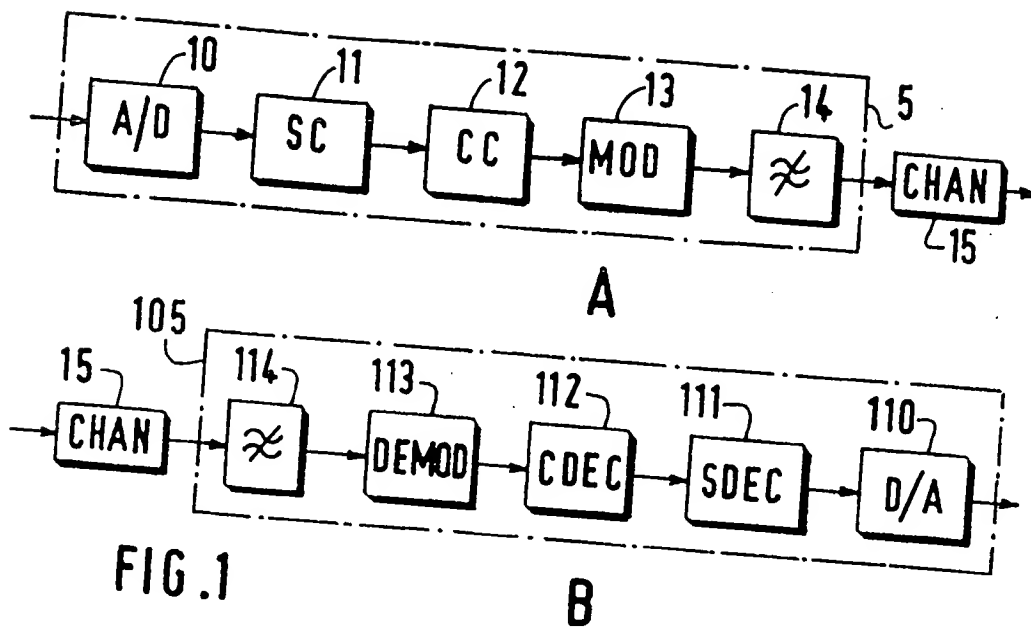
Pour le second étage, c'est le même principe à la différence que la décision à seuil est effectuée non pas dans  $A_0$  mais dans  $B_0$  ou  $B_1$  dépendant du bit correspondant du 1er niveau, c'est-à-dire que pour  $r_1$ , on détecte dans  $B_0$  si le bit  $e_1 = 0$  et dans  $B_1$  si  $e_1 = 1$ , pour estimer le bit  $e_2$ . Si les 9 bits  $e_2$  des 9 symboles reçus vérifient la parité, le résultat est correct. Sinon, on change le bit le moins fiable, c'est-à-dire le bit qui se rapporte au symbole reçu le plus proche du seuil dans  $B_0$  ou  $B_1$  (les seuils dans ce cas sont les diagonales et non les axes I et Q).

Une trame OFDM comprend ainsi une suite de blocs de données. Il est possible de combiner la transmission de plusieurs modulations codées, un bloc étant codé selon une certaine modulation codée et un autre bloc étant codé selon une autre modulation codée. On peut ainsi combiner des modulations MDP et/ou MAQ entre elles.

5

## Revendications

1. Système de transmission de signaux numériques opérant par modulation codée d'une constellation, ledit système comprenant un dispositif de codage (5) muni d'un modulateur (13) placé dans une station émettrice, et un dispositif de décodage (105) muni d'un démodulateur (113) placé dans une station réceptrice, le dispositif de codage (5) comprenant un codeur de canal (12) à multiétages qui combine un codage de canal à la modulation codée, le codeur de canal (12) comprenant un organe d'affectation (32) pour affecter les signaux des étages aux points de la constellation et délivrer des symboles caractérisé en ce que lesdits symboles sont d'abord entrelacés dans un entrelaceur fréquentiel (37) puis modulés dans le modulateur (13) qui opère par répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales et le dispositif de décodage (105) comprend un démodulateur (113) de signaux modulés par répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales et un désentrelaceur fréquentiel (137).
2. Système selon la revendication 1 caractérisé en ce que le codage de canal est partagé sur plusieurs niveaux successifs de la constellation et pour cela le codeur de canal comprend, pour au moins un étage,
  - au moins un codeur interne (34<sub>1</sub>, 34<sub>2</sub>) qui effectue un codage interne en bloc, et
  - au moins un codeur externe (35<sub>1</sub>, 35<sub>2</sub>) les codages interne et externe étant concaténés pour partager une redondance binaire de protection entre le codeur interne et le codeur externe, le dispositif de décodage (105) comprend un décodeur de canal (112) à multiétages qui comprend, pour au moins un étage,
  - au moins un décodeur interne (45<sub>1</sub>, 45<sub>2</sub>) qui effectue un décodage interne en bloc,
  - et au moins un décodeur externe (44<sub>1</sub>, 44<sub>2</sub>), des détecteurs (40<sub>1</sub>, 40<sub>2</sub>) opérant une détection sur lesdits niveaux de partition de la constellation.
3. Système selon la revendication 1 ou 2 caractérisé en ce que le dispositif de codage (5) comprend un entrelaceur temporel (37a) et le dispositif de décodage (105) comprend un désentrelaceur temporel.
4. Système selon la revendication 1, 2 ou 3 caractérisé en ce que chaque mot-code du codeur interne constitue un symbole pour le codeur externe.
5. Système selon une des revendication 1 à 4 caractérisé en ce que le dispositif de codage (5) met en oeuvre une modulation par déplacement de phase, et le dispositif de décodage (105) démodule une modulation par déplacement de phase.
6. Système selon une des revendications 1 à 4 caractérisé en ce que la modulation codée est une modulation d'amplitude en quadrature MAQ, et le dispositif de décodage (105) démodule une modulation d'amplitude en quadrature MAQ.
7. Système selon les revendications 1 à 6 caractérisé en ce que le dispositif de codage (15) met en oeuvre une combinaison d'au moins deux modulations codées différentes MDP et/ou MAQ, et le dispositif de décodage (105) démodule une combinaison d'au moins deux modulations codées différentes MDP et/ou MAQ.
8. Système selon une des revendications 1 à 7 caractérisé en ce que le dispositif de codage (105) comprend au moins un décodeur interne (45<sub>1</sub>, 45<sub>2</sub>) qui génère des effacements de bits et/ou de séquences de bits, et au moins un décodeur externe (44<sub>1</sub>, 44<sub>2</sub>) qui corrige lesdits effacements.
9. Dispositif de codage (5) comme défini dans une des revendications 1 à 7.
10. Dispositif de décodage (105) comme défini dans une des revendications 1 à 8.



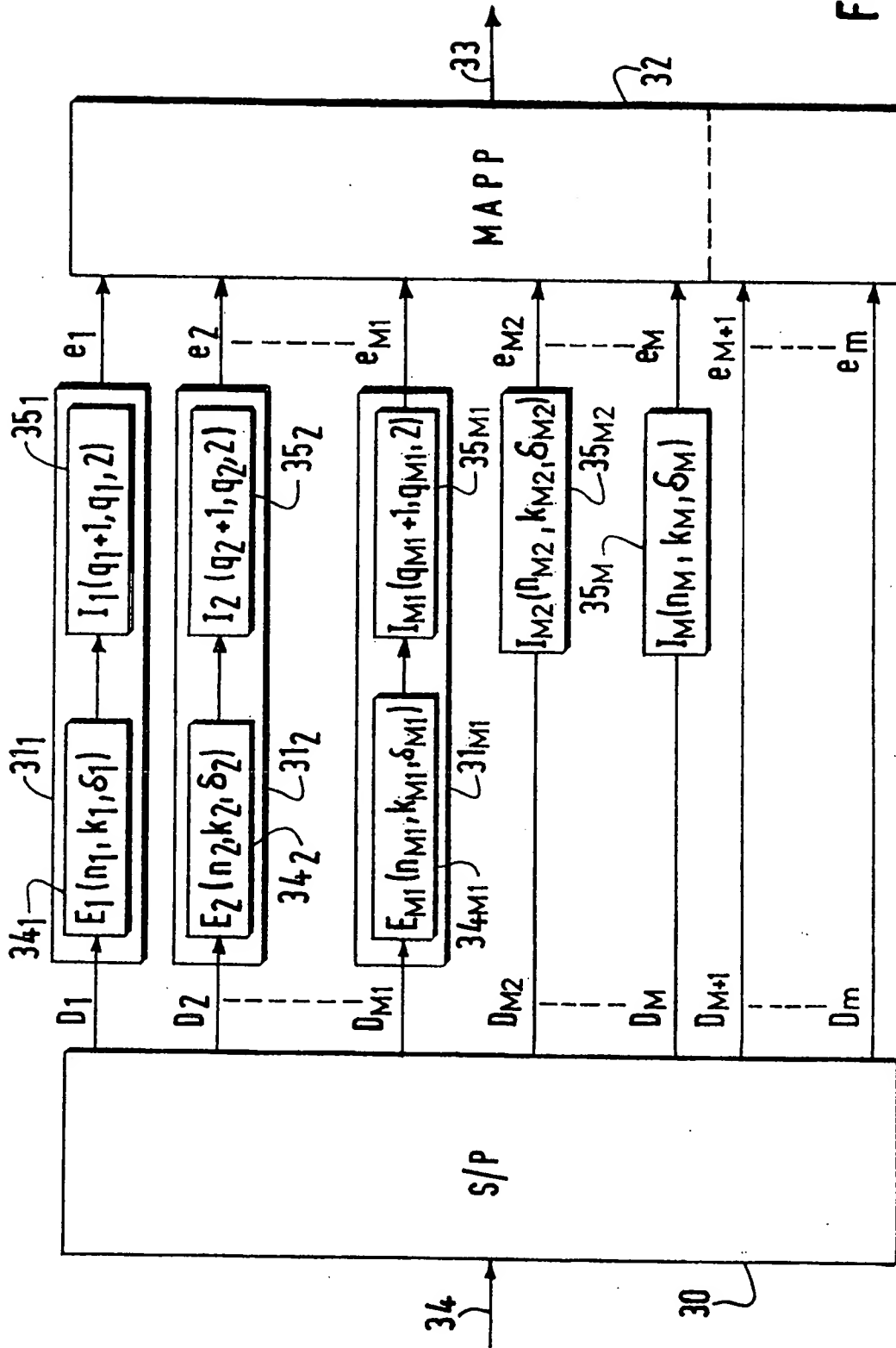


FIG. 3

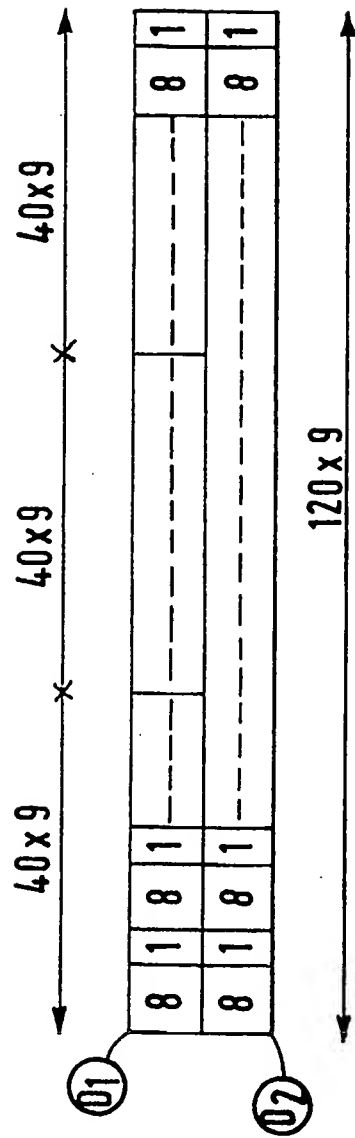


FIG. 4

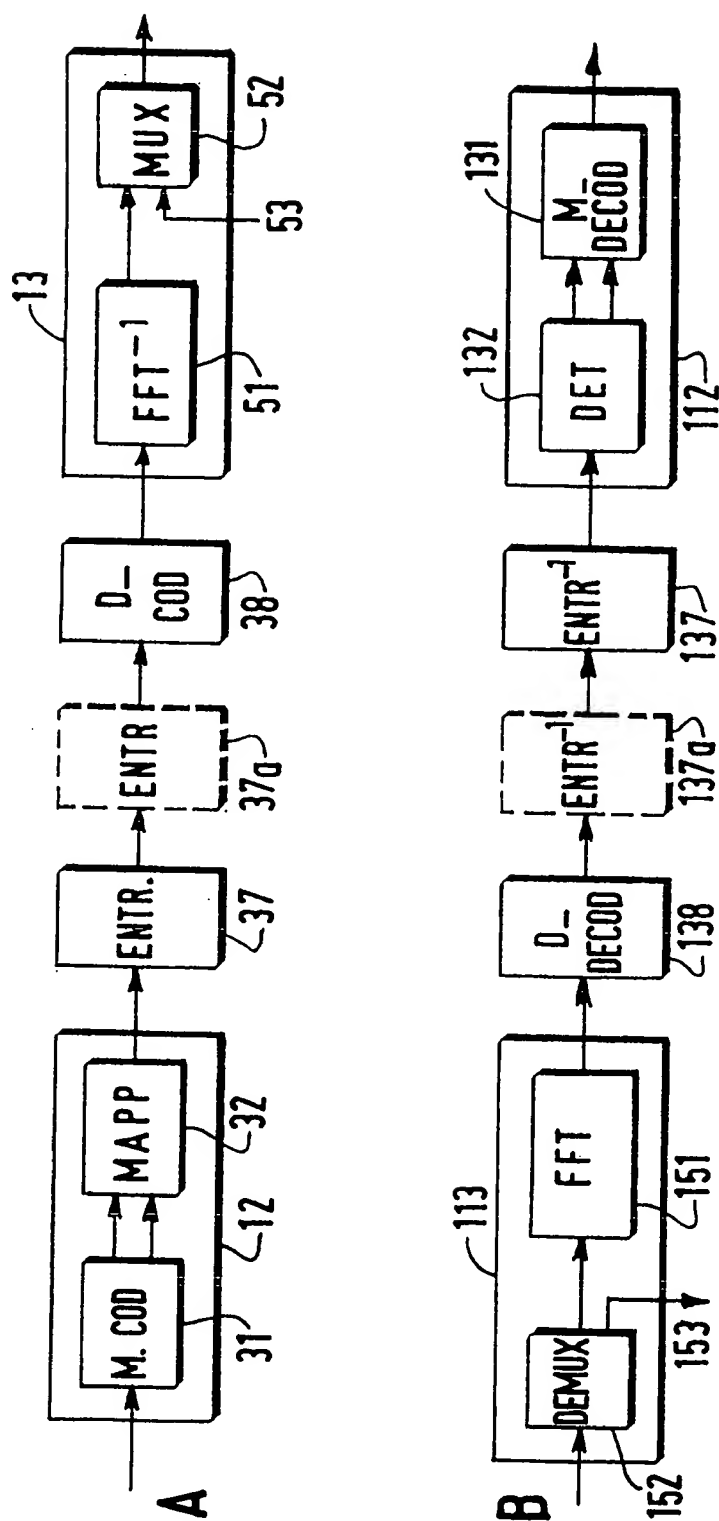


Fig. 5

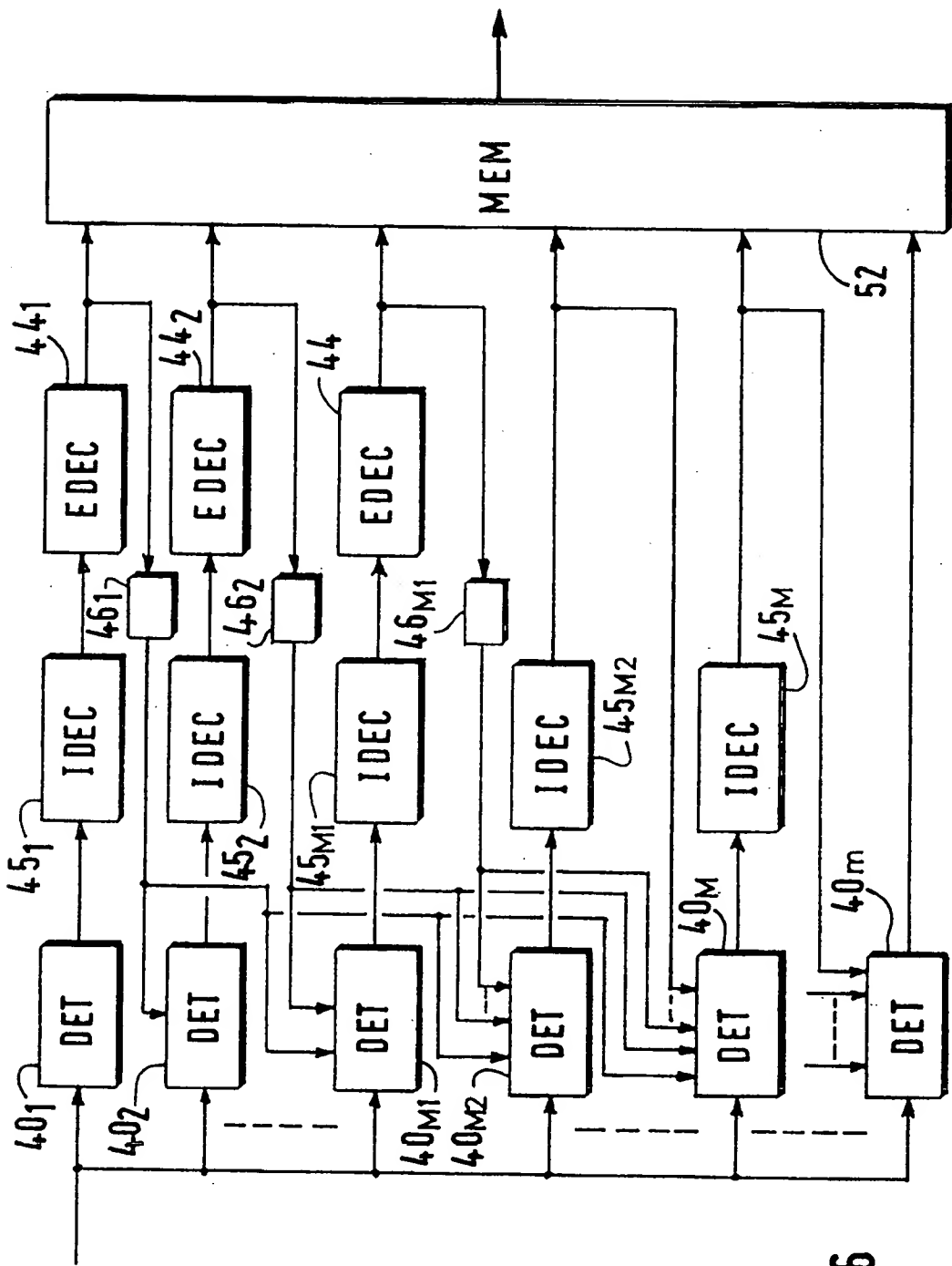
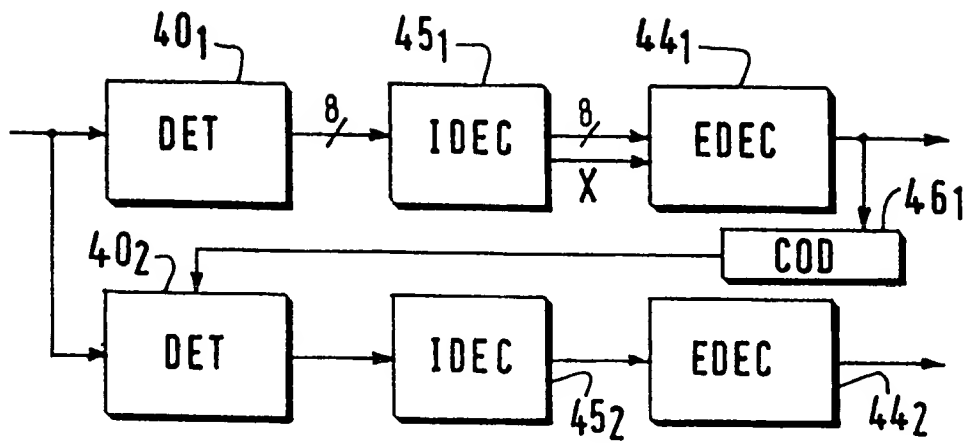
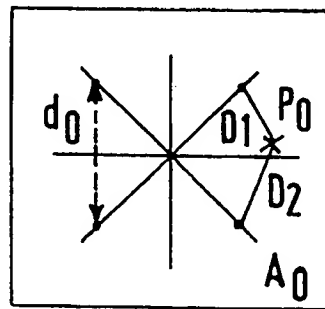


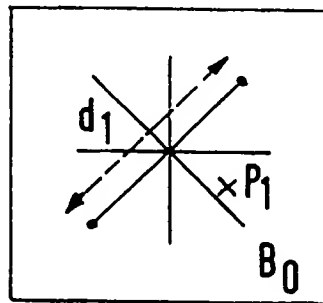
FIG. 6



**FIG.7**



# A



**B**

**FIG. 8**

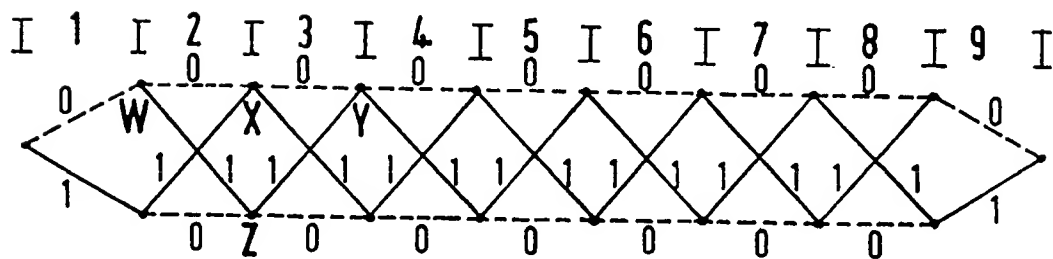


FIG. 9



Office européen  
des brevets

## RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numero de la demande

EP 93 20 1924

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl.5)
X	EBU REVIEW- TECHNICAL no. 224, Août 1987, BRUSSELS BE pages 168 - 190 LASSALLE ET AL. 'Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers' * page 178, colonne de gauche, alinéa 2 * * page 178, colonne de gauche, alinéa 4 * * page 178, colonne de droite, alinéa 2 -alinéa 3 *	1-10	H04L5/06
A	EP-A-0 448 492 (ETAT FRANÇAIS) * abrégé * * page 5, ligne 10 - ligne 14 * * page 5, ligne 36 - ligne 40 *	1-10	
A	IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS vol. 38, no. 6, Juin 1990, NEW YORK US pages 752 - 762 KASAMI ET AL. 'A concatenated coded modulation scheme for error control' * abrégé * * page 752, colonne de droite, alinéa 2 *	1-10	
A	EP-A-0 369 917 (ETAT FRANÇAIS) * page 3, ligne 53 - ligne 55 *	1-3	
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche LA HAYE		Date d'achèvement de la recherche 08 OCTOBRE 1993	Examineur SCRIVEN P.
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES			
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire			
T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande I : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant			